

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年11月29日  
Date of Application:

出願番号 特願2002-348071  
Application Number:

パリ条約による外国への出願  
に用いる優先権の主張の基礎  
となる出願の国コードと出願  
番号  
The country code and number  
of your priority application,  
to be used for filing abroad  
under the Paris Convention, is

願人 東洋通信機株式会社  
Applicant(s):

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2005年 7月28日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

八月

洋  
通  
信  
機  
株  
式  
会  
社

出証番号 出証特2005-3064280

**【書類名】**

特許願

**【整理番号】**

TY03008

**【あて先】**

特許庁長官殿

**【発明者】****【住所又は居所】** 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目1番1号  
東洋通信機株式会社内**【氏名】** 佐藤 富雄**【特許出願人】****【識別番号】** 000003104**【氏名又は名称】** 東洋通信機株式会社**【代表者】** 吉川 英一**【代理人】****【識別番号】** 100085660**【氏名又は名称】** 鈴木 均**【電話番号】** 03-3380-7533**【先の出願に基づく優先権主張】****【出願番号】** 特願2002-348071**【出願日】** 平成14年11月29日**【手数料の表示】****【予納台帳番号】** 060613**【納付金額】** 21,000円**【提出物件の目録】****【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 9000067**【プルーフの要否】** 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波圧電発振器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用增幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタ及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくして、前記インダクタによる不要発振を抑圧することを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 2】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用增幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 3】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用增幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子に第1のインダクタ及び抵抗を夫々並列に接続し、該接続点を第2のインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路を介して接地することにより、前記第1のインダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定して、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周

波数制御を可能とすることを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 4】 前記負性抵抗を  $-R_c$  、回路容量を  $C_c$  、前記圧電振動子の電極間容量を  $C_0$  、前記インダクタ  $L_0$  の並列回路のリアクタンスを  $X_0$  、前記抵抗の抵抗値を  $R_0$  、回路の回路容量を  $-X_c$  、前記  $X_0$  と  $R_0$  の並列接続抵抗を  $r_\alpha$  、リアクタンスを  $X_\alpha$  、振動子の直列アームの負性抵抗を  $R_L$  、リアクタンスを  $X_L$  、及び発振条件を、

$$R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0$$

とすると、

$$X_0 = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left( \frac{\omega^2}{a_0^2} \right)} = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left( \frac{a_0^2}{\omega^2} - 1 \right)}$$

$$z_0 = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$r_\alpha = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots, X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}.$$

$$Z_L = \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)}, \dots$$

$$A = r_\alpha - R_c, \dots, B = X_\alpha - X_c, \dots, C = R_c^2 + X_c^2, \dots, D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2$$

$$R_L = \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \dots, X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2}$$

の関係を満足することを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか一項に記載の高周波圧電発振器。

【請求項 5】 不要共振不発角周波数を  $\omega_T$  、振動子の電極間容量を  $C_0$  、該  $C_0$  に並列接続される付加抵抗、発振回路の負性抵抗の絶対値を  $R_c$  、前記  $C$

$L_0$  に並列接続する付加インダクタを  $L_0$ 、前記  $C_0$  と  $L_0$  の並列共振角周波数を  $\omega_0$  とすると、 $\omega_1 < \omega_T < \omega_2 \dots \dots \dots$  (式 1)

但し、

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \quad \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \quad K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \quad M = \frac{R_0}{R_c} - 1$$

$$M > 0, \quad R_0 > R_c \dots \dots \dots \quad (\text{式 2})$$

$$\omega_T = \omega_2 - \omega_1 = \sqrt{\frac{K^2}{4} + K} = \frac{0}{2\omega_0} \sqrt{M(4Q_0 + M)} \dots \dots \text{ (式 3)}.$$

$\omega_T$  : 不要共振不発角帯域幅

$$Q = \frac{R_0}{\omega_0 L_0} = \omega_0 C_0 R_0 \dots \dots \dots \quad (\text{式 4})$$

が成立し、不要共振不発角帯域を前記 (式 1) で示し、該 (式 1) が成立する条件を (式 2) で示し、更に同不発角帯域を (式 3) で示し、

また、Q は並列共振角周波数を表し、 $\omega_0$  で前記 (式 4) で示される実数部とリアクタンス部の比であり、振動子の  $L_1 / C_1 / R_0$  で構成する直列アームを発振させる負性抵抗を  $R_L$ 、そのリアクタンスを  $X_L$ 、発振回路の回路容量を  $C_c$ 、発振角周波数を  $\omega$  とすると、

$$R_L = \frac{r \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \quad X_L = \frac{X_c \times C - X_c \times D}{A^2 + B^2} \dots \dots \dots \quad (\text{式 5})$$

$$r = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_c = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_0 = \frac{1}{C_0 \left( \frac{R_0}{2} - 1 \right)}, \quad X_c = \frac{1}{C_c}$$

$$A = r - R_c, \quad B = X_c - X_0, \quad C = R_c^2 + X_c^2, \quad D = r^2 + X_0^2$$

が成立し、前記振動子の  $L_1 / C_1 / R_0$  で構成する直列アームを発振させる負性抵抗、及び負荷容量を前記 (式 5) で示すことを特徴とする請求項 1 に記載の高周波圧電発振器。

【請求項 6】 請求項 5 に示す範囲の抵抗値をインダクタ内で構成し、該インダクタと抵抗を一体化した前記インダクタを前記振動子の電極間容量  $C_0$  に並列接続したことを特徴とする請求項 1 又は 2 又は 3 又は 4 に記載の高周波圧電発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高周波圧電発振器に関し、さらに詳しくは、不要共振による発振を抑圧して高周波での安定した発振を実現する高周波圧電発振器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来から、圧電振動子を高周波で発振させる手法として、振動子を 3 倍、 5 倍、更に 7 倍等の奇数次高調波でオーバートーン発振させ取り出す方法がある。一般的には発振回路側に高調波で高い負性抵抗を得る様な高調波選択回路を設けることにより実現している。図 22 は従来のコルピツ型発振器の一例を示す図である。圧電発振回路は、発振用トランジスタ TR11 のベース・エミッタ間に負荷容量の一部となるコンデンサ C11 を接続し、この接続点からコンデンサ C12 とインダクタ L11 で構成される並列共振回路、及びコンデンサ C13 とエミッタ抵抗 R11 の並列回路を直列に挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタ TR11 のベースに抵抗 RB11 及び抵抗 RB12 とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタ TR11 のベース・接地間に圧電振動子 Xtal とコンデンサ C14 の直列回路を挿入接続し、更に、発振用トランジスタ TR11 のコレクタと電源電圧 Vcc ラインとを接続したものである。

しかし、本回路では必要とする周波数が 600 MHz 以上の高周波になると発振出力を得る事ができない。即ち、図 22 のコンデンサ C12 とインダクタ L11 で並列共振回路を構成、共振周波数を所望の周波数に設定することはできるが、600 MHz 以上の高周波の場合は、圧電振動子 Xtal の図示しない電極間容量によるインピーダンスの低下が大きく、圧電振動子 Xtal の直列アームに

十分な負性抵抗を発生させることができない。そこで、図23のように、例えば、共振周波数600MHzの圧電振動子Xtalに並列にインダクタL20を並列挿入し、圧電振動子Xtalの電極間容量C10とL20の並列共振周波数を発振周波数に合わせ、C0をキャンセルすることにより、高い選択性と負性抵抗の低下を防ぐことにより600MHzという高周波発振を可能としている。

### 【0003】

次に、本発明との相違を明確にするために従来回路を示す図23について更に詳細に説明する。この従来回路は、発振用トランジスタTR21のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサC21とC22を接続し、この接続点から発振用トランジスタTR21のエミッタに接続してエミッタ抵抗R21を介して接地する。更に、発振用トランジスタTR21のベースに抵抗RB21及び抵抗RB22とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタTR21のベース・接地間に圧電振動子XtalとインダクタL20を並列接続し、その接続点にコンデンサC23を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタTR21のコレクタと電源電圧Vccラインとを接続したものである。

図24に従来回路図23の等価回路モデルを示す。即ち、振動子の等価回路及び発振回路を負性抵抗-RcとリアクタンスXcで示す。更に、図26に等価回路図24の振動子の並列容量C0とインダクタL0との並列共振回路のリアクタンスをX0とした説明図を示す。

更に関係式を(1)式、(2)式に、発振条件を(3)式に示す。

$$X_c = \frac{1}{\omega C_c}, \dots, X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)}, \dots, C_a = C_0 \left( 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right), \dots, C_L = -\frac{1}{\omega X_L}, \dots \quad (1)$$

$$\begin{aligned}
 X_c &= \frac{1}{\omega C_c}, \quad X_0 = \frac{1}{\omega C_0} \left( \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right) \\
 R_L &= \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}, \quad X_L = \frac{X_0 \{ R_c^2 - X_c (X_0 - X_c) \}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}
 \end{aligned} \tag{2}$$

$$\dots \dots R_1 + R_L = 0$$

【0 0 0 4】

図25に代表的コルピツツ発振回路の負性抵抗 $R_c$ と回路容量 $C_c$ の特性のシミュレーション結果を示す。縦軸に負性抵抗、横軸に周波数を示す。この図から、周波数が約400MHz以下では負性抵抗が発生しないが、それ以上の高周波側では急激に負性抵抗が発生し、2GHzでも十分負性抵抗が発生するのが解る。

次に、図26の等価回路に基づき、インピーダンス  $Z_L$  を求め、(4)式、(5)式を得る。

よって、図2.7に示す抵抗 $R_L$ 及びリアクタンス $X_L$ の関係式(6)式を得る。

$$Z_L = \frac{jX_0 - R_c - jX_c}{-R_c - jX_c + jX_0}, \quad X_c = \frac{1}{\omega C_c}, \quad X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{X_0(X_c - jR_c)}{-R_c + j(X_0 - X_c)} = \frac{X_0(X_c - jR_c)(-R_c - j(X_0 - X_c))}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} = \frac{-X_0(X_c - jR_c)(R_c + j(X_0 - X_c))}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \\ &= \frac{-X_0[X_c R_c + R_c(X_0 - X_c) + j\{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}]}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \\ &= \frac{-X_0[R_c X_0 + j\{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}]}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \quad (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}, \quad X_L = \frac{-X_0 \{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} = \frac{X_0 \{R_c^2 - X_c(X_0 - X_c)\}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \\ R_L &= \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + S^2}, \quad X_L = \frac{X_0 \{R_c^2 - X_c S\}}{R_c^2 + S^2}, \quad \leftarrow S = X_0 - X_c \quad (6) \end{aligned}$$

## 【0005】

図28は図27に基づく直列アーム負性抵抗RLの特性を示す図である。縦軸に負性抵抗、横軸に周波数を表す。この図から、周波数600MHzを頂点として、回路負性抵抗Rcの値が-300Ωとなって最も大きな負性抵抗を示すことが解る。また、図27の回路は図30に示す不要共振ループを構成し、リアクタンスX0+Xc=0の共振周波数で発振する。しかも発振ループ内に負性抵抗-Rcを含み、負性抵抗を抑圧する項を持たないため非常に発振し易い。(7)式に周波数条件fω=0を示し、その周波数関係を図31に示す。

$$F = X_0 + X_c = \frac{1}{\omega C_0 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)} - \frac{1}{\omega C_c} = 0 \quad (7)$$

図31から例えば、C0=3pF、並列共振周波数：f0=600MHz、回路負性抵抗Rc=-100Ωの条件で、ftがCc=3、5、10、30、100pFのときの不要共振周波数をグラフにしたものである。各特性曲線がX0-Xc=0のときの周波数が不要共振周波数である。

図32は、不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。縦軸に不要共振

周波数、横軸に回路容量を表す。即ち、本回路においてはX0は並列共振周波数の低周波側で誘導性、インダクタとして働き、回路側の回路容量と結合して不要発振を起こす可能性がある。例えば、電極間容量C0と挿入インダクタL0並列共振周波数600MHzと設定し、C0=3pFとすると、回路容量Cc=1pFで590MHz、Cc=100pFで100MHzとなる。但し、先の負性抵抗シミュレーション結果より問題は、並列共振周波数近傍の不要共振ポイントで発振する可能性が十分ある。また、後述する図18の発明回路に示すように発振回路ループ内に可変範囲拡大のための伸長コイルL1を用いた場合、図29に示すように共振点近傍に発生する大きな容量と結合して広帯域に不要発振を発生する。

### 【0006】

#### 【発明が解決しようとする課題】

しかし、図23の高周波発振従来回路では、前記でも説明したように発振回路と挿入インダクタL20との間に共振周波数が発生し不要発振し易い。また、発振ループ内に周波数可変範囲拡大用伸長コイルを挿入する場合、電極間容量C0とインダクタL20の並列共振点で不要発振し易い。また、高い負性抵抗を得にくい等の問題があり、実験的には報告されているが実用化されている例はほとんど無い。

本発明は、かかる課題に鑑み、高周波圧電発振器で発生する電極間容量C0の増加を低減し、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得る高周波圧電発振器を提供することを目的とする。

また、発振周波数の可変範囲を拡大するために発振ループ内に伸長コイルを用いてもその影響による不要発振を防ぐことができる高周波圧電発振器を提供することを目的とする。

### 【0007】

#### 【課題を解決するための手段】

本発明はかかる課題を解決するために、請求項1は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧

電発振器の圧電振動子にインダクタ及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくして、前記インダクタによる不要発振を抑圧することを特徴とする。

請求項 2 は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする。

#### 【0008】

請求項 3 は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧電発振器の圧電振動子に第 1 のインダクタ及び抵抗を夫々並列に接続し、該接続点を第 2 のインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路を介して接地することにより、前記第 1 のインダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定して、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする。

請求項 4 は、前記負性抵抗を  $-R_c$ 、回路容量を  $C_c$ 、前記圧電振動子の電極間容量を  $C_0$ 、前記インダクタ  $L_0$  の並列回路のリアクタンスを  $X_0$ 、前記抵抗の抵抗値を  $R_0$ 、回路の回路容量を  $-X_c$ 、前記  $X_0$  と  $R_0$  の並列接続抵抗を  $r_\alpha$ 、リアクタンスを  $X_\alpha$ 、振動子の直列アームの負性抵抗を  $R_L$ 、リアクタンスを  $X_L$ 、及び発振条件を、

$$R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0$$

とすると、

$$z_0 = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$r_\alpha = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}.$$

$$Z_L = \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)}, \dots$$

$$A = r_\alpha - R_c, \quad B = X_\alpha - X_c, \quad C = R_c^2 + X_c^2, \quad D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2$$

$$R_L = \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \quad X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2}$$

8

$$X_0 = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1\right)}$$

の関係を満足することを特徴とする。

### 【0009】

請求項5は、不要共振不発角周波数を $\omega_T$ 、振動子の電極間容量を $C_0$ 、該 $C_0$ に並列接続される付加抵抗、発振回路の負性抵抗の絶対値を $R_c$ 、前記 $C_0$ に並列接続する付加インダクタを $L_0$ 、前記 $C_0$ と $L_0$ の並列共振角周波数を $\omega_0$ とすると、 $\omega_1 < \omega_T < \omega_2 \dots \dots \dots$  (式1)

但し、

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \quad \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \quad K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \quad M = \frac{R_0}{R_c} - 1$$

$M > 0, R_0 > R_c \dots \dots \dots$  (式2)

$$T = \omega_2 - \omega_1 = \sqrt{\frac{K^2}{4} + K} = \frac{0}{2Q_0} \sqrt{M(4Q_0 + M)} \dots \dots \text{ (式3)}.$$

$T$  : 不要共振不発角帯域幅

$$Q = \frac{R_0}{C_0 L_0} = C_0 R_0 \dots \dots \text{ (式4)}.$$

が成立し、不要共振不発帯域を前記（式1）で示し、該（式1）が成立する条件を（式2）で示し、更に同不発帯域を（式3）で示し、また、Qは並列共振角周波数を表し、 $\omega_0$ で前記（式4）で示される実数部とリアクタンス部の比であり、振動子の $L_1/C_1/R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗を $R_L$ 、そのリアクタンスを $X_L$ 、発振回路の回路容量を $C_c$ 、発振角周波数を $\omega$ とすると、

$$R_L = \frac{r \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \quad X_L = \frac{X_c \times C - X_c \times D}{A^2 + B^2}, \dots \dots \text{ (式5)}$$

$$r = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_c = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_0 = \frac{1}{C_0 \left( \frac{2}{2} - 1 \right)}, \quad X_c = \frac{1}{C_c}$$

$$A = r - R_c, \quad B = X_c - X_c, \quad C = R_c^2 + X_c^2, \quad D = r^2 + X_c^2$$

が成立し、前記振動子の $L_1/C_1/R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗、及び負荷容量を前記（式5）で示すことを特徴とする。

請求項6は、請求項5に示す範囲の抵抗値をインダクタ内で構成し、該インダクタと抵抗を一体化した前記インダクタを前記振動子の電極間容量 $C_0$ に並列接続したことを特徴とする。

【0010】

## 【発明の実施の形態】

以下、本発明を図に示した実施形態を用いて詳細に説明する。但し、この実施形態に記載される構成要素、種類、組み合わせ、形状、その相対配置などは特定的な記載がない限り、この発明の範囲をそれのみに限定する主旨ではなく単なる説明例に過ぎない。

図1は本発明の第1の高周波発振回路の構成を示す図である。この高周波発振回路は、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサC1' とC2' を接続し、この接続点から発振用トランジスタTR21のエミッタに接続してエミッタ抵抗REを介して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のベースに抵抗RB1及び抵抗RB2とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に圧電振動子XtalとインダクタL0及び抵抗R0を並列接続し、その接続点にコンデンサC3を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のコレクタと電源電圧Vccラインとを接続したものである。

図2は、本発明の図1の高周波発振回路の等価回路-1を示す図である。ここで、圧電振動子Xtalの電極間容量をC0、インダクタをL1、容量をC1、抵抗をR1、発振回路を負性抵抗-Rc、回路容量Ccとする。そして、更に圧電振動子Xtalの電極間容量C0と付加インダクタL0との並列回路のリアクタンスX0とし、付加抵抗R0を並列接続し、回路の回路容量を-Xcとした等価回路-2を図3に示す。更に図4は図3におけるX0とR0との並列接続を抵抗r<sub>α</sub>とリアクタンスX<sub>α</sub>に変換し、発振回路を負性抵抗-Rc、回路容量をXcとした等価回路を-3に示す。更に圧電振動子Xtalの直列アームを負性抵抗RLとXLに変換した等価回路を図5に示す。また、図3の発振条件式を(8)式に示す。

$$\dots R_1 + R_L = 0 \\ \alpha L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0 \dots \dots \dots (8)$$

【0011】

図3のリアクタンスX0を求め(9)式を得る。

$$\begin{aligned}
 jX_0 &= \frac{\frac{L_0}{C_0}}{j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0}}, \dots \omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_0}, \dots \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \\
 &\dots \frac{L_0}{C_0} \times \frac{1}{j\omega L_0 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} = \frac{1}{j\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} = -j \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} \\
 \dots X_0 &= \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1\right)} \dots (9)
 \end{aligned}$$

図4の抵抗  $r_\alpha$  とリアクタンス  $X_\alpha$  を求め (10) 式を得る。図5の抵抗  $R_L$  とリアクタンス  $X_L$  を求め (11) 式を得る。

$$\begin{aligned}
 z_0 &= \frac{jX_0 \times R_0}{R_0 + jX_0} = \frac{jX_0 \times R_0 (R_0 - jX_0)}{R_0^2 + X_0^2} = \frac{X_0 \times R_0 (X_0 + jR_0)}{R_0^2 + X_0^2} = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2} \\
 r_\alpha &= \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2} \dots (10)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 z_L &= \frac{(r_\alpha + jX_\alpha) (R_c - jX_c)}{r_\alpha + jX_\alpha - R_c - jX_c} \\
 &= \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)}, \\
 A &= r_\alpha - R_c, \dots B = X_\alpha - X_c, \dots C = R_c^2 + X_c^2, \dots D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2 \\
 R_L &= \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \dots X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2} \dots (11)
 \end{aligned}$$

### 【0012】

図6は (10)、(11) 式より求めた抵抗  $R_0$  と負荷抵抗  $R_L$  との関係及び抵抗  $R_0$  と容量  $C_L$  の関係を示す図である。縦軸の左側に負荷抵抗  $R_L$ 、右側に容量  $C_L$  を示し、横軸に並列付加抵抗  $R_0$  を示す。この図から並列付加抵抗  $R_0$  により直列アームに接続する負荷抵抗  $R_L$  には最適な並列付加抵抗  $R_0$  の値が存在することがわかる。つまり、並列付加抵抗  $R_0$  が略  $200\Omega$  で負荷抵抗  $R_L$  が

安定するポイントが存在するのが解る。尚、L0とC0との並列共振周波数600MHz、発振周波数620MHz、C0=3pFである。

図7は並列付加抵抗R<sub>0</sub>（200Ω、300Ω、600Ω）における直列アームに接続する負荷抵抗R<sub>L</sub>と発振周波数との関係を示す図である。縦軸に負荷抵抗R<sub>L</sub>、横軸に周波数を示す。この図から、回路の負性抵抗R<sub>c</sub>=-100Ωに対して、振動子の直列アーム負荷抵抗R<sub>L</sub>が、並列付加抵抗R<sub>0</sub>が増加するとそれに伴って増加するのが解る。尚、L<sub>0</sub>とC<sub>0</sub>との並列共振周波数600MHz、C<sub>0</sub>=3pF、C<sub>e</sub>=30pFである。

図 8 は負荷容量  $C_L$  と周波数の関係を示す図である。縦軸に負荷容量  $C_L$  、横軸に周波数を示す。この図から、回路容量  $C_L$  は並列共振周波数  $f_0 = 600 \text{ MHz}$  に対して  $580 \text{ MHz}$  以上で容量性を示すことが解る。

図9は本発明の図1の回路の不要発振状態における等価回路である。この回路では(12)式が発振しない条件、(13)式が発振可能な条件、(14)式が発振周波数条件である。

図10は本発明の図1の回路の不要発振領域を示す図である。縦軸に  $r_a - R_c$  の値、横軸に周波数を示す。この図から約 480 MHz から 750 MHz の間の領域は振動子に並列接続した抵抗  $R_0$  により発生する直列抵抗  $r_a$  が回路により発生する負性抵抗  $R_c$  より大きくなり、(12)式を満足するため発振不能領域3となる。そしてこの領域は特性 5~6 から明らかなように、 $R_0$  の大きさによらず一定である。それ以外の領域では発振可能領域1、2となる。但し、インダクタ  $L_0$  と付加抵抗  $R_0$  による  $Q_r$  は図のように変化する。

【0 0 1 3】

図11は  $C_0 = 3 \text{ pF}$ 、並列共振周波数:  $f_0 = 600 \text{ MHz}$ 、回路負性抵抗  $R_c = -100 \Omega$  の条件で、 $f_t$  が  $C_c = 1, 3, 5, 10, 30, 100 \text{ pF}$  のときの不要共振周波数と抵抗  $X_\alpha - X_c$  との関係をグラフにしたものである。各特性曲線が縦軸の  $X_\alpha - X_c = 0$  のときの周波数が不要共振周波数である。こ

の図から、不要共振周波数は 600 MHz より低い周波数に存在するのが解る。しかしながら、480 MHz 以上では前記図 10 から発振不能となる。また、400 MHz 以下では、前記図 25 に示すコルピツツ発振回路の負性抵抗が 400 MHz 以下では発生しないため発振不能となる。

図 12 は不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。縦軸に不要共振周波数、横軸に回路容量を表す。この図から  $C_c = 5 \text{ pF}$  以上で周波数 400 MHz 以下の低周波側不要共振が発生し、580 MHz 以上の高周波側不要共振が発生する。

以上、図 1 の本発明の回路では、振動子の並列容量  $C_0$  にインダクタ  $L_0$  を接続し、更に並列に適切な抵抗  $R_0$  を接続することにより、負性抵抗の増加と、不要発振を防ぐことがシミュレーションにより確認することができた。

#### 【0014】

次に、不要共振が発生しない周波数帯域を求める。

これは、図 22 に示すように直列抵抗  $r_\alpha$  より回路の負性抵抗の絶対値  $|R_c|$  が小さい範囲を求める同じである。

(10) 式及び (4) 式より、また、(12) 式より不要共振が発生しない条件を得る。

$$\begin{aligned}
 r_\alpha &= \frac{R_0 \times X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \quad X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)}, \quad r_\alpha - R_c > 0 \\
 \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} - R_c &> 0 \rightarrow \frac{1}{X_0^2} < \frac{1}{R_0^2} \left( \frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \\
 \omega^2 C_0^2 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 &< \frac{1}{R_0^2} \left( \frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \rightarrow \omega^2 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 < \frac{1}{C_0^2 R_0^2} \left( \frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \\
 \Theta K &= \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \quad M = \left( \frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$\omega^2 \left( \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 < K \rightarrow \frac{\omega_0^4}{\omega^2} - 2\omega_0^2 + \omega^2 < K \rightarrow \omega^4 - (2\omega_0^2 + K)\omega^2 + \omega_0^4 < 0 \quad (16)$$

(17) 式より  $f(\omega^2) = 0$  とし根を求める。

$$\omega^2 = \omega_0^2 + \frac{K}{2} \pm \frac{\sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2} = \omega_0^2 + \frac{K \pm \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2} \quad (18)$$

$$\omega_1^2 = \omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}, \quad \omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}} \quad (19)$$

$$\omega_2^2 = \omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}, \quad \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}} \quad (20)$$

不要共振不発帶域を $\omega_T$ とすると(21)式で示される。

又、同帯域幅を求める。

$$\omega_2^2 - \omega_1^2 = (\omega_2 - \omega_1)(\omega_2 + \omega_1) = \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}, \quad \omega_2 + \omega_1 = 2\omega_0 \quad (22)$$

(22)式より、同帯域幅:  $\Delta\omega_T$  として (23) 式を得る。

$$\Delta\omega_T = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2\omega_0} = \sqrt{\frac{K^2}{4\omega_0^2} + K} \quad (23)$$

更に、 $C_0/L_0/R_0$ の並列共振周波数 $\omega_0$ でのQが……… $Q = \frac{R_0}{\omega_0 L_0} = \omega_0 C_0 R_0$ ……………(24)

(24)式で示され、(15)式に代入することにより、(25)式を得る。

$$K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2} = \frac{\omega_0^2 M}{Q^2}, \quad M = \frac{R_0}{R_c} - 1. \quad (25)$$

$$\Delta \omega_T = \frac{1}{4\omega_0^2} \times \frac{\omega_0^4}{Q^4} M^2 + \frac{\omega_0^2}{Q^2} M = \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \left[ 1 + \frac{1}{4\omega_0^2} \times \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \right]$$

$$= \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \left\{ 1 + \frac{1}{4} \times \frac{1}{Q^2} M \right\} = \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \frac{4Q^2 + M}{4Q^2} = \frac{\omega_0^2}{4Q^4} M \left\{ Q^2 + M \right\}$$

$$\Delta \omega_T = \frac{\omega_0}{2Q^2} \sqrt{M(4Q^2 + M)} \quad (26)$$

(26)式がQを用いた不要共振不発帯域幅を示す。

[0 0 1 5]

図13は本発明の第1の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。この

高周波発振回路は、発振回路 20 と出力回路 30 から構成され、出力回路 30 は本発明の主旨ではないので説明を省略する。従って発振回路 20 のみについて言及する。発振用トランジスタ TR 1 のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサ C1 と C2 を接続し、この接続点から発振用トランジスタ TR 21 のエミッタに接続してエミッタ抵抗 R1 を介して接地する。更に、発振用トランジスタ TR 1 のベースに抵抗 RB1 及び抵抗 RB2 とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタ TR 1 のベース・接地間に圧電振動子 Xtal とインダクタ L0 及び抵抗 R0 を並列接続し、その接続点にコンデンサ C3 を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタ TR 1 のコレクタと電源電圧 Vcc ラインとを接続したものである。

本実施形態では、例えば TR 1 は MT4S101T、C1 = 5 pF、C2 = 8 pF、C3 = 100 pF、R1 = 180 Ω、RB1 = 10 KΩ、RB2 = 22 KΩ、圧電振動子 Xtal のパラメーターとして、C0：振動子の電極間容量：C0 = 3.5 pF、容量比：C0/C1 = 451、振動子の発振の良さを示す Figure of Merit：M = 1.39（本来 M < 2 では誘導性領域では発振しない。）、並列接続インダクタ：L0 = 22 nH、Q = 20、Q = 20 よりインダクタに浮遊する抵抗分 = 約 1500 Ω、並列接続抵抗 R0 = 470 Ω、これより、インダクタ並列抵抗は 1500 Ω // 470 Ω = 360 Ω、振動子 Xtal の共振周波数：600 MHz となる。

図 14 は本発明の発振回路 20 の出力波形を示す図である。この図から周波数約 600 MHz で安定して、しかも歪みの少ない波形であることが解る。

図 15 は本発明の発振回路 20 の電源変動特性を示す図である。この図から電源を可変し周波数変化を調べ、変動により異常発振等がない事を確認するとともに、発振の安定度（±2 ppm @ ±5% VCC 以下）から不要発振ではなく、振動子による発振であることを確認した。よって本結果から本来の振動子発振であることが分る。

### 【0016】

図 16 は本発明の発振回路 20 の振動子の並列容量 C0 = 3.5 pF、並列接続インダクタ L0 = 22 nH、並列接続抵抗 R0 = 470 Ω よりシミュレートし

た結果を示す図である。これから、周波数620MHzにおいて、変換容量 $C_\alpha = 0.5 \text{ pF}$ 、変換抵抗 $r_\alpha = 240 \Omega$ 、負性抵抗 $R_L = -137 \Omega$ であることが解る。即ち、本発明が振動子の高周波化に伴う、振動子の電極間容量の増加、Figure of Meritの低下に対して非常に有効な方法であることがわかる。

図17は、本発明の第2の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。同じ構成要素には同じ参照番号が付されているので、重複する説明は省略する。図17が図1と異なる点は、インダクタ $L_0$ に直列に可変容量ダイオード $D_1$ を挿入し、その周辺回路 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $C_4$ を追加した点である。これにより、V.C ON端子に電圧を印加してインダクタ $L_0$ の容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とするものである。

図18は、本発明の第3の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。同じ構成要素には同じ参照番号が付されているので、重複する説明は省略する。図18が図1と異なる点は、コンデンサ $C_3$ に直列に可変容量ダイオード $D_1$ とインダクタ $L_1$ を挿入し、その周辺回路 $R_3$ 、 $C_4$ を追加した点である。これにより、V.C ON端子に電圧を印加してインダクタ $L_0$ の容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とするものである。

以上、振動子の基本周波数を発振周波数とした発振回路を用いて本発明を説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、振動子の3次、5次、7次又はそれ以上のオーバートーン周波数を発振周波数とした発振回路にも適用できる。

### 【0017】

図19に発振周波数を622MHzとしたときの付加抵抗： $R_0$ と負性抵抗： $R_L$ と不要共振周波数の関係を示す。

回路の負性抵抗が $-160 \Omega$ でありその絶対値 $160 \Omega$ を振動子の並列容量 $C_0$ への付加抵抗 $R_0$ が $160 \Omega$ を超えるところから、不要共振不発帯域が発生し、約 $300 \Omega$ で最大帯域幅約 $170 \text{ MHz}$ を得る。また $C_1/L_1/R_1$ で構成する振動子の直列アームの負性抵抗は、回路容量が小さくなるに従い低下するが、 $R_0$ が $200 \Omega$ から $300 \Omega$ の間に最大値を持ちその値は、 $C_c = 50 \text{ pF}$ でおよそ $-500 \Omega$ となり、回路の負性抵抗 $-160 \Omega$ に対し約3倍と値を示す。

図20に並列共振周波数  $f_0 = 600\text{MHz}$  のときの  $C_0/L_0/R_0$  の並列共振の  $Q$  は  $R_0$  を可変することにより  $Q$  も変化する、その場合の  $Q$  と負性抵抗： $R_L$  と不要共振帯域幅の関係を示す。

$Q$  が2から3の間で直列アームの負性抵抗は最大値を示し、3から4の間で不要共振帯域幅は最大値を示す。当然、 $Q$  が大きくなるに従い帯域幅は急激に狭くなる。

図21は付加抵抗： $R_0 = 200\Omega$  に固定し、回路の負性抵抗を可変した場合の直列アームの負性抵抗と不要共振帯域幅の関係を示す。

回路の負性抵抗が低下するに従い、直列アームの負性抵抗は急激に低下し、不要共振帯域幅は広がる。特に高周波側への広がりが大きい。

このように、振動子の並列容量にインダクタと適切な値の抵抗を付加することにより、振動子の直列アームの負性抵抗を増大できると併に、インダクタを付加することによる不要共振を抑圧できることを示した。圧電振動子を発振器に使用する場合、振動子を励振させるための電極を振動子より除くことはできず、高周波化に従い振動子は薄くなり、そのため電極間容量は増加する。このことは圧電振動子の致命的課題であった。そこで適切な値の抵抗を付加することにより圧電振動子の電極容量（並列容量）をキャンセル、あるいはその影響を最小限に抑えることができる。つまり、これからの圧電発振器の高周波化を大きく促進させることができることが予測でき、圧電振動子を使用する装置、システムに多大な貢献を与えることができる。

### 【0018】

#### 【発明の効果】

以上記載のごとく請求項1の発明によれば、振動子に並列に適切な値の抵抗とインダクタを接続するので、高周波圧電発振で発生する電極間容量の増加を低減して、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得ることができる。

また請求項2では、インダクタに直列に可変容量ダイオードを接続するので、外部から電圧を印加してインダクタの容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とすることができます。

また請求項3では、並列共振回路に直列に可変容量ダイオードを接続するので

、外部から電圧を印加してインダクタの容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とすることができます。

また請求項 4 では、適切な等価回路により発振周波数に基づいた適切な付加抵抗及び、インダクタの値を正確に決定することができます。

また請求項 5、6 では、振動子の並列容量にインダクタと適切な値の抵抗を付加することにより、振動子の直列アームの負性抵抗を増大できると併に、インダクタを付加することによる不要共振を抑圧できる。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図 1】

本発明の第 1 の高周波発振回路の構成を示す図である。

##### 【図 2】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－1 を示す図である。

##### 【図 3】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－2 を示す図である。

##### 【図 4】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－3 を示す図である。

##### 【図 5】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－4 を示す図である。

##### 【図 6】

本発明の負荷抵抗  $R_L$  と回路負性抵抗  $R_c$  と振動子並列容量とインダクタンス  $L_0$  への並列付加抵抗  $R_0$  の関係を示す図である。

##### 【図 7】

本発明の並列付加抵抗  $R_0$  と直列アームに接続する負荷抵抗  $R_L$  の関係を示す図である。

##### 【図 8】

本発明の負荷容量  $C_L$  と周波数の関係を示す図である。

##### 【図 9】

本発明の第 1 の高周波発振回路の不要発振を示す等価回路である。

##### 【図 10】

本発明の第1の高周波発振回路の不要発振領域を示す図である。

【図11】

本発明の不要共振周波数をグラフにした図である。

【図12】

本発明の不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。

【図13】

本発明の第1の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図14】

本発明の発振回路の出力波形を示す図である。

【図15】

本発明の発振回路の電源変動特性を示す図である。

【図16】

本発明の発振回路によりシミュレートした結果を示す図である。

【図17】

本発明の第2の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図18】

本発明の第3の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図19】

本発明の発振周波数を  $622\text{MHz}$  としたときの付加抵抗： $R_0$  と負性抵抗： $R_L$  と不要共振周波数の関係を示す図である。

【図20】

本発明の並列共振周波数  $f_0 = 600\text{MHz}$  のときの  $C_0 / L_0 / R_0$  の並列共振の  $Q$  は  $R_0$  を可変することにより  $Q$  も変化する、その場合の  $Q$  と負性抵抗： $R_L$  と不要共振帯域幅の関係を示す図である。

【図21】

本発明の付加抵抗： $R_0 = 200\Omega$  に固定し、回路の負性抵抗を可変した場合の直列アームの負性抵抗と不要共振帯域幅の関係を示す図である。

【図22】

従来のコルピツ型発振器の一例を示す図である。

**【図 2 3】**

従来のコルピツ型発振器の一例を示す図である。

**【図 2 4】**

従来回路の等価回路モデルを示す図である。

**【図 2 5】**

代表的コルピツ型発振回路の負性抵抗 $R_c$ と回路容量 $C_c$ の特性のシミュレーション結果を示す図である。

**【図 2 6】**

等価回路図 2 4 の振動子の並列容量 $C_0$ とインダクタ $L_0$ との並列共振回路のリアクタンスを $X_0$ とした説明図である。

**【図 2 7】**

等価回路図 2 4 の振動子の並列容量 $C_0$ とインダクタ $L_0$ との並列共振回路のリアクタンスを $X_0$ とした説明図である。

**【図 2 8】**

図 2 7に基づく直列アーム負性抵抗 $R_L$ の特性を示す図である。

**【図 2 9】**

図 2 7に基づく直列アーム負荷容量と周波数の関係を示す図である。

**【図 3 0】**

不要共振ループの説明図である。

**【図 3 1】**

不要共振周波数を求める図である。

**【図 3 2】**

不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。

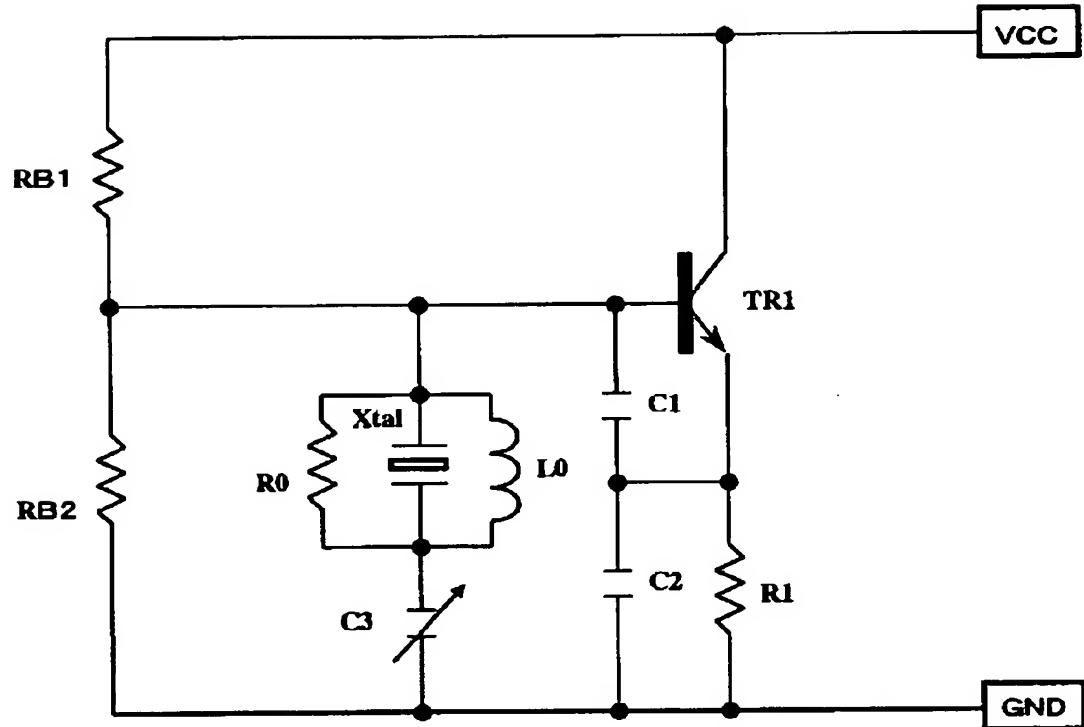
**【符号の説明】**

$C_1 \sim C_3$  コンデンサ、 $TR_1$  発振用トランジスタ、 $R_1$  エミッタ抵抗、 $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  バイアス抵抗、 $X_{tal}$  圧電振動子、 $R_0$  付加抵抗、 $L_0$  インダクタ

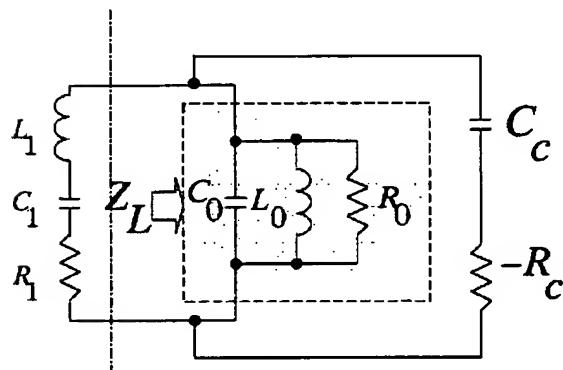
【書類名】

図面

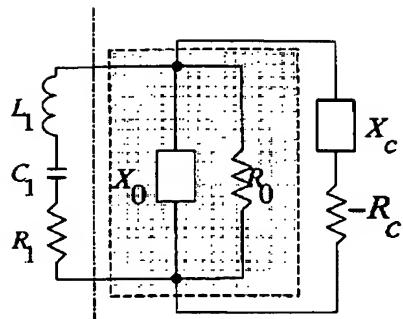
【図 1】



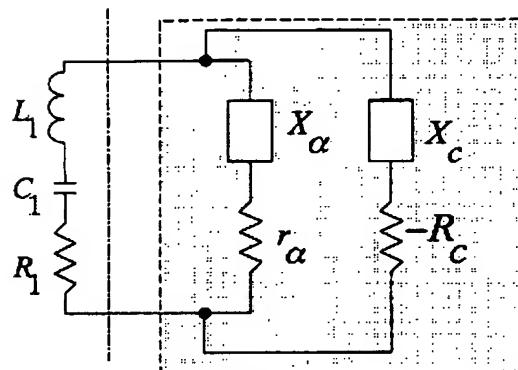
【図 2】



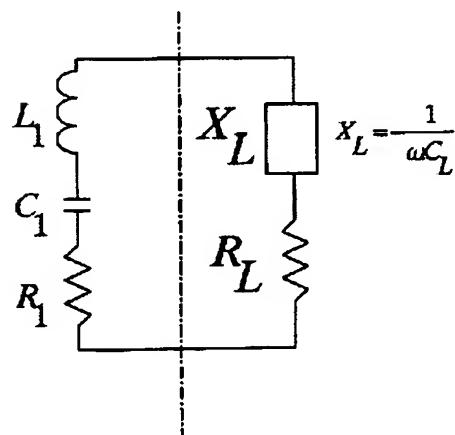
【図3】



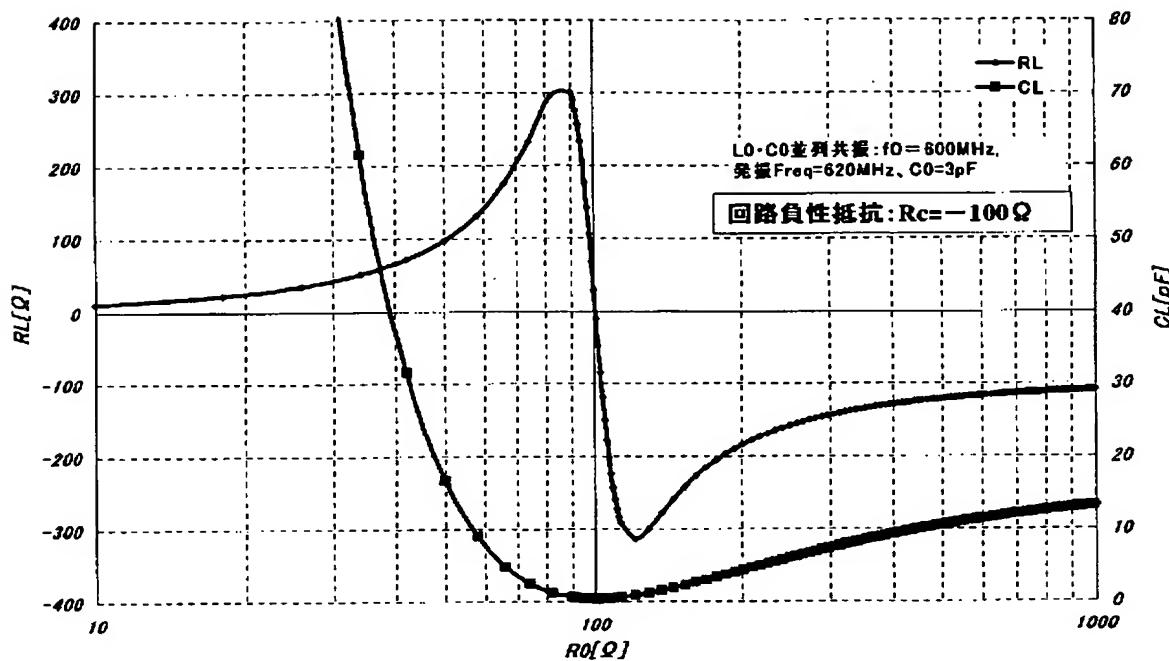
【図4】



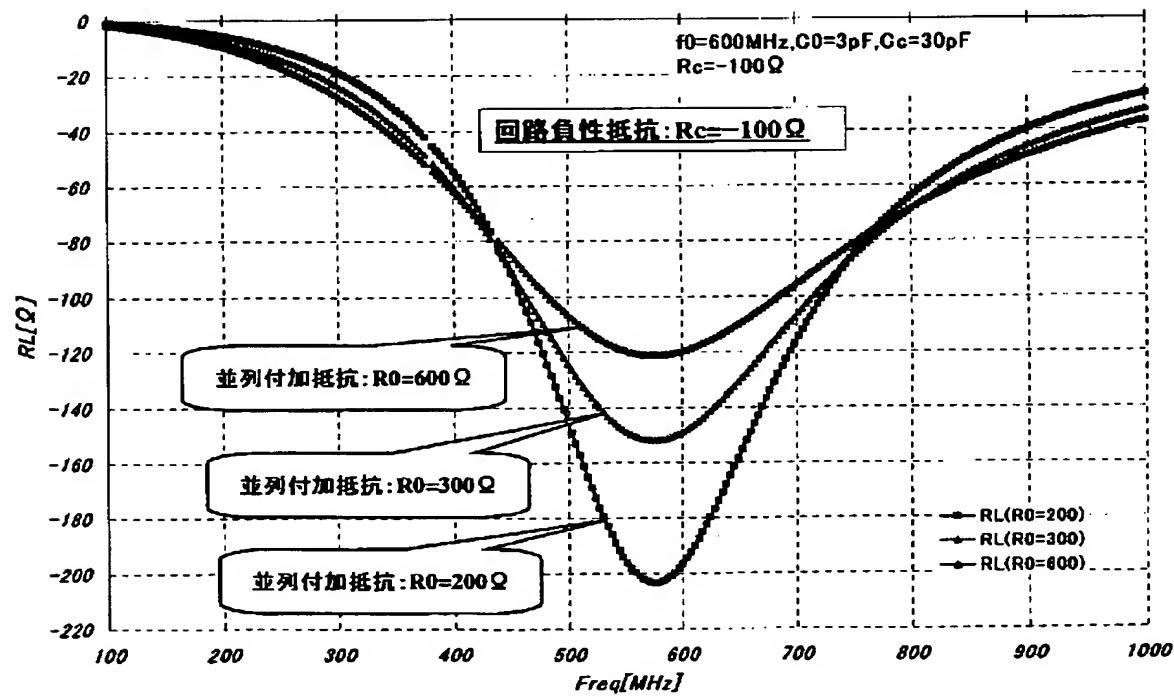
【図5】



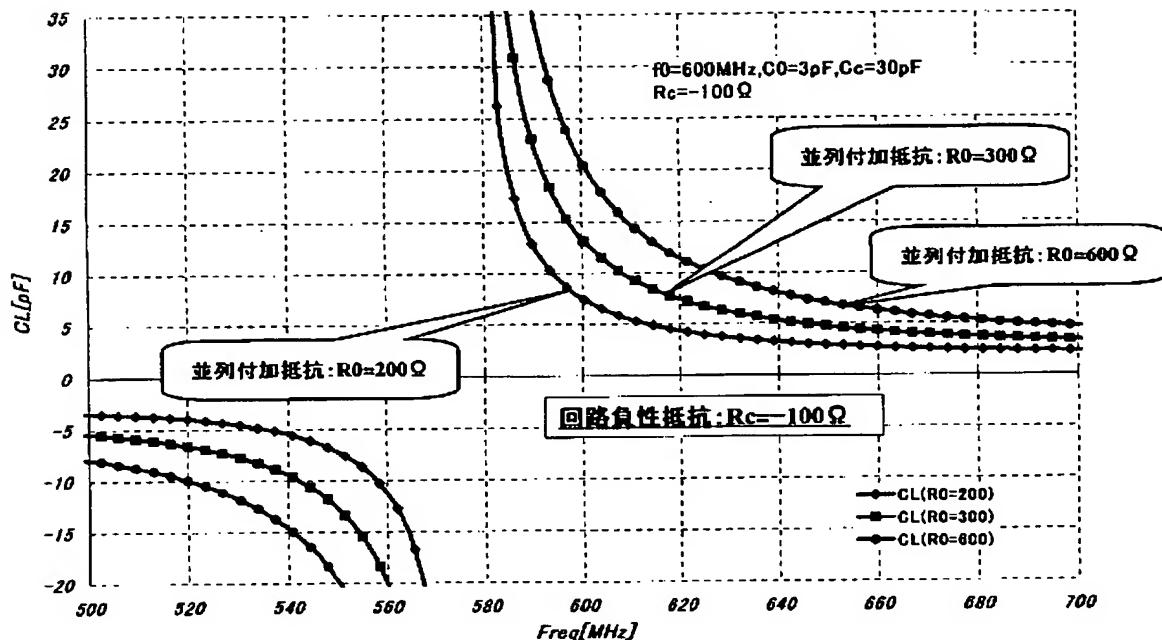
【図 6】



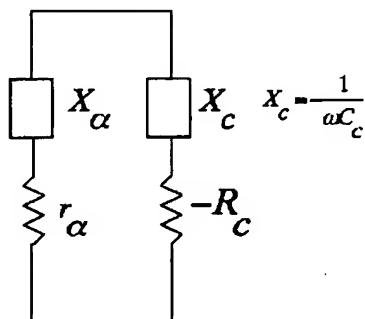
【図 7】



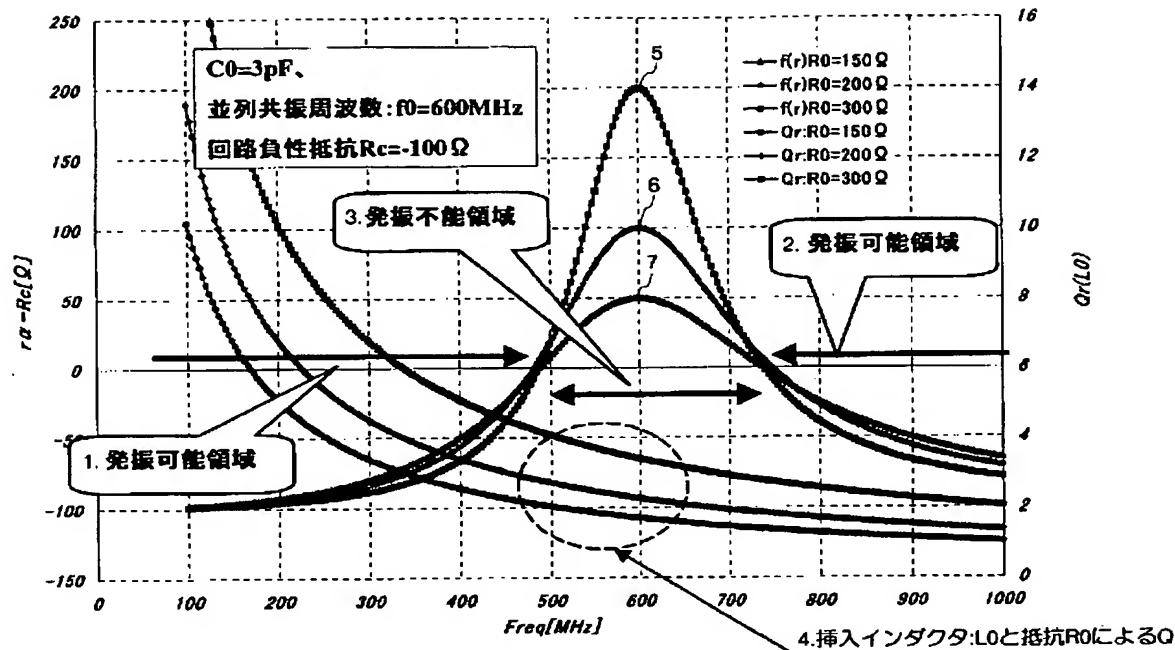
【図 8】



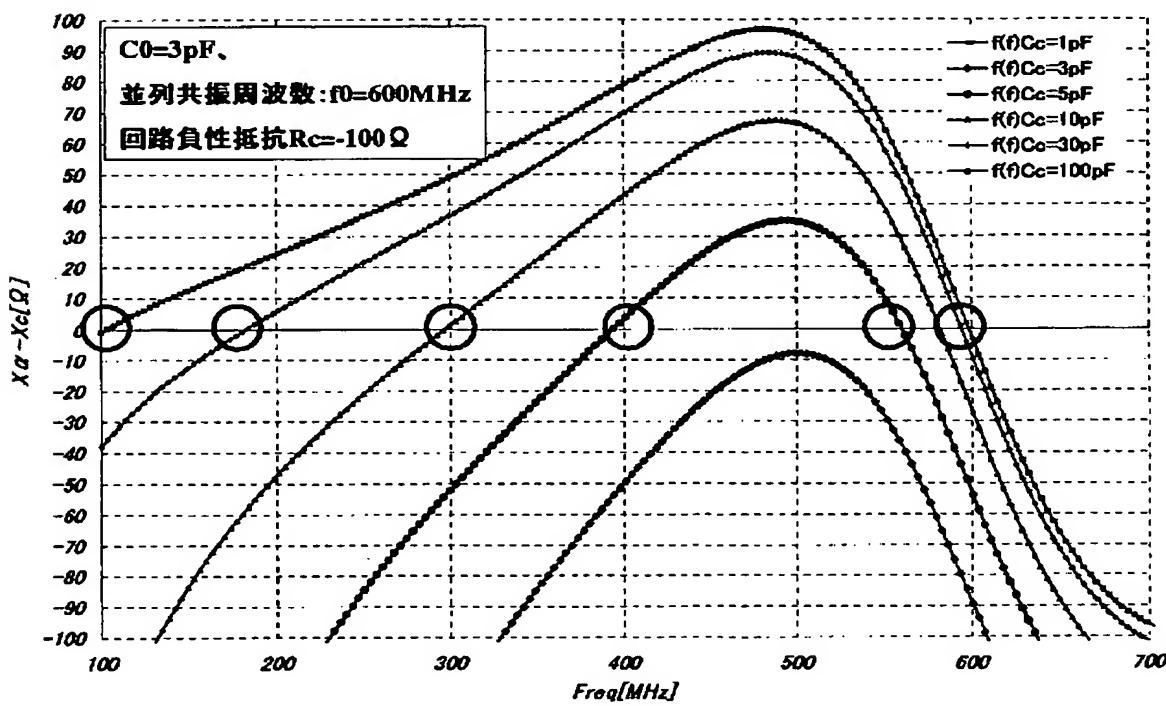
【図 9】



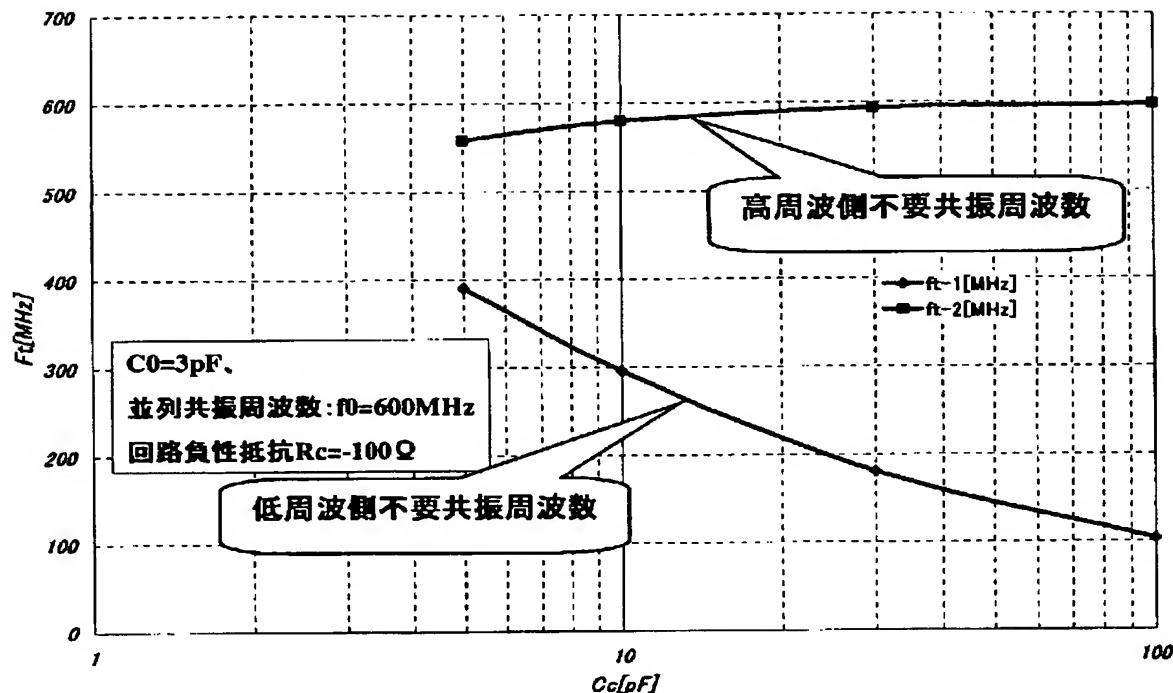
【図 10】



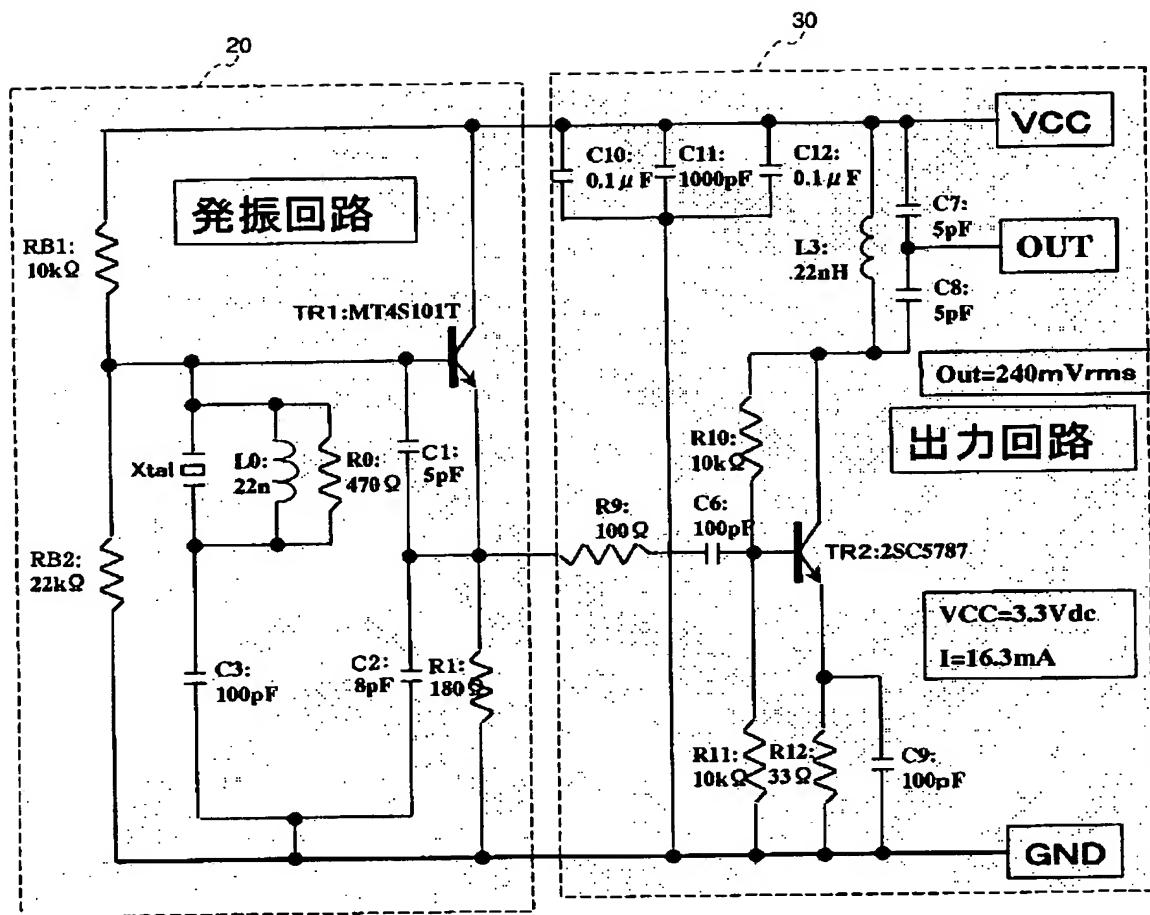
【図 11】



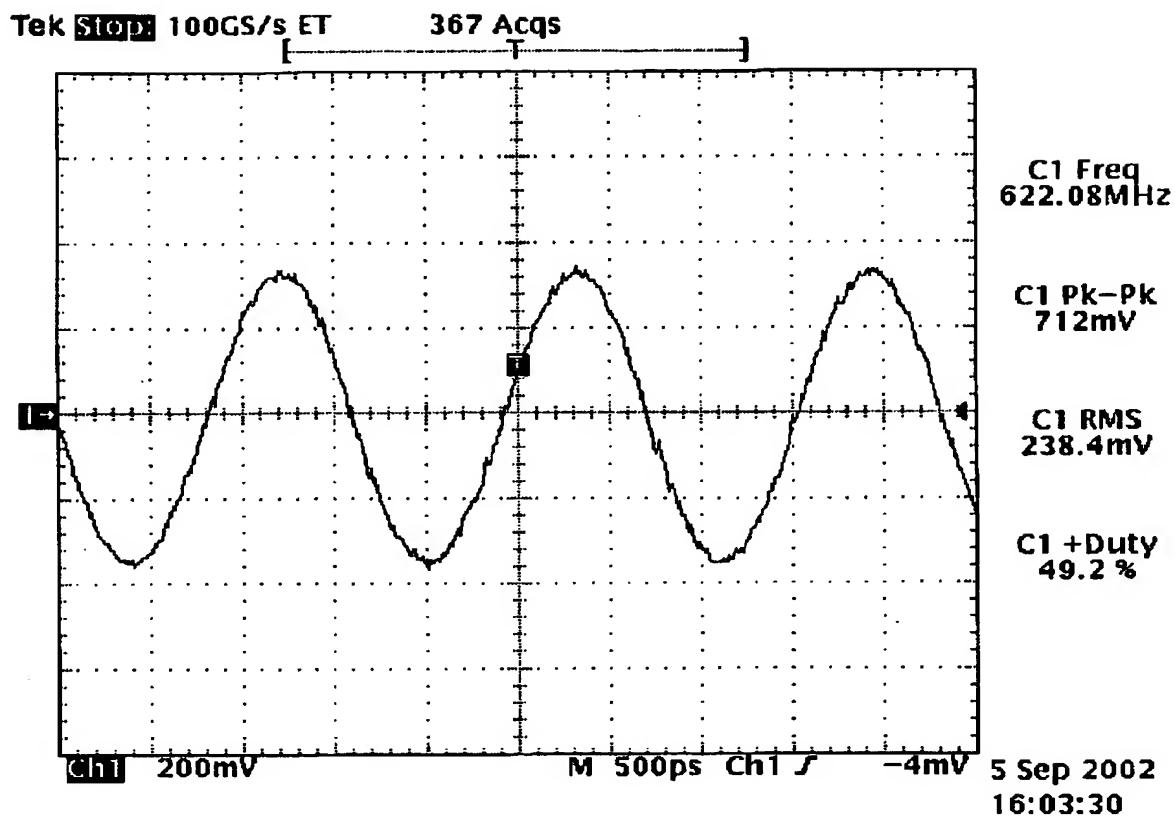
【図12】



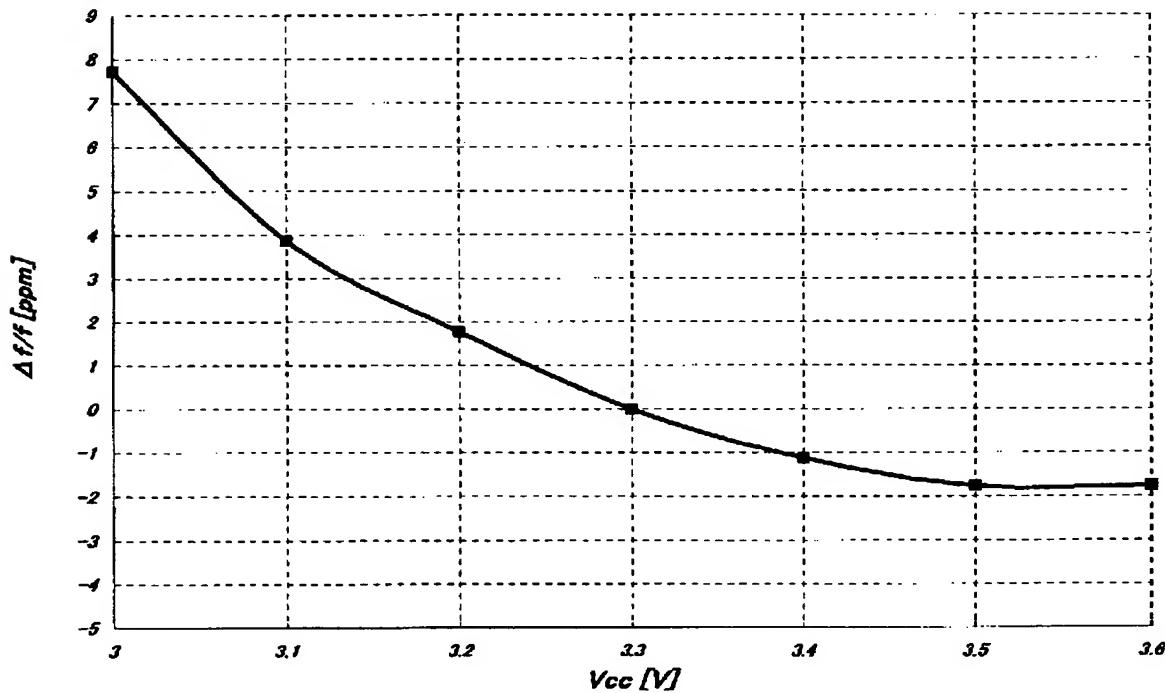
【図13】



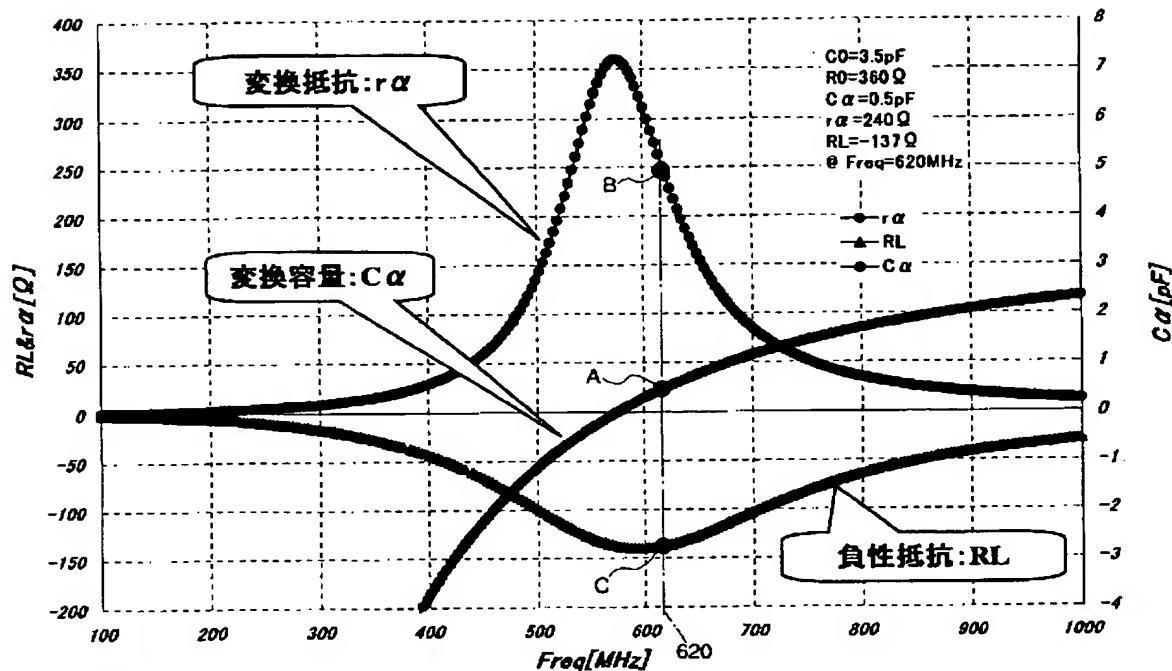
【図 1.4】



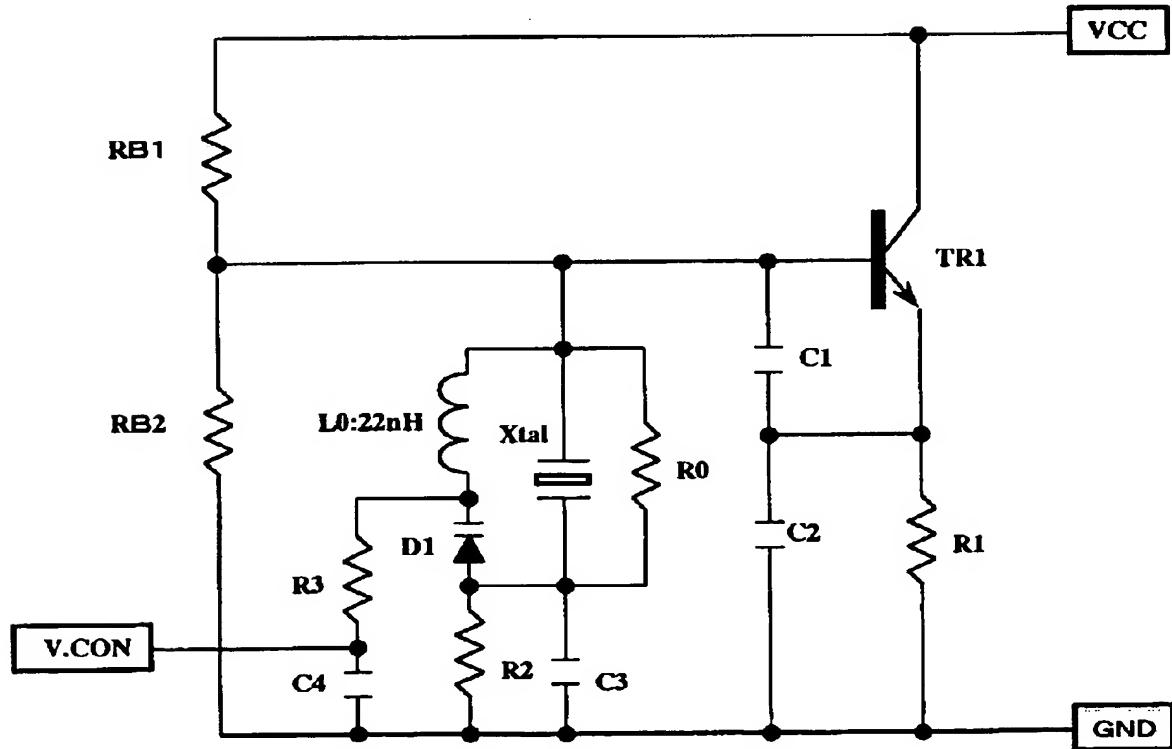
【図 1.5】



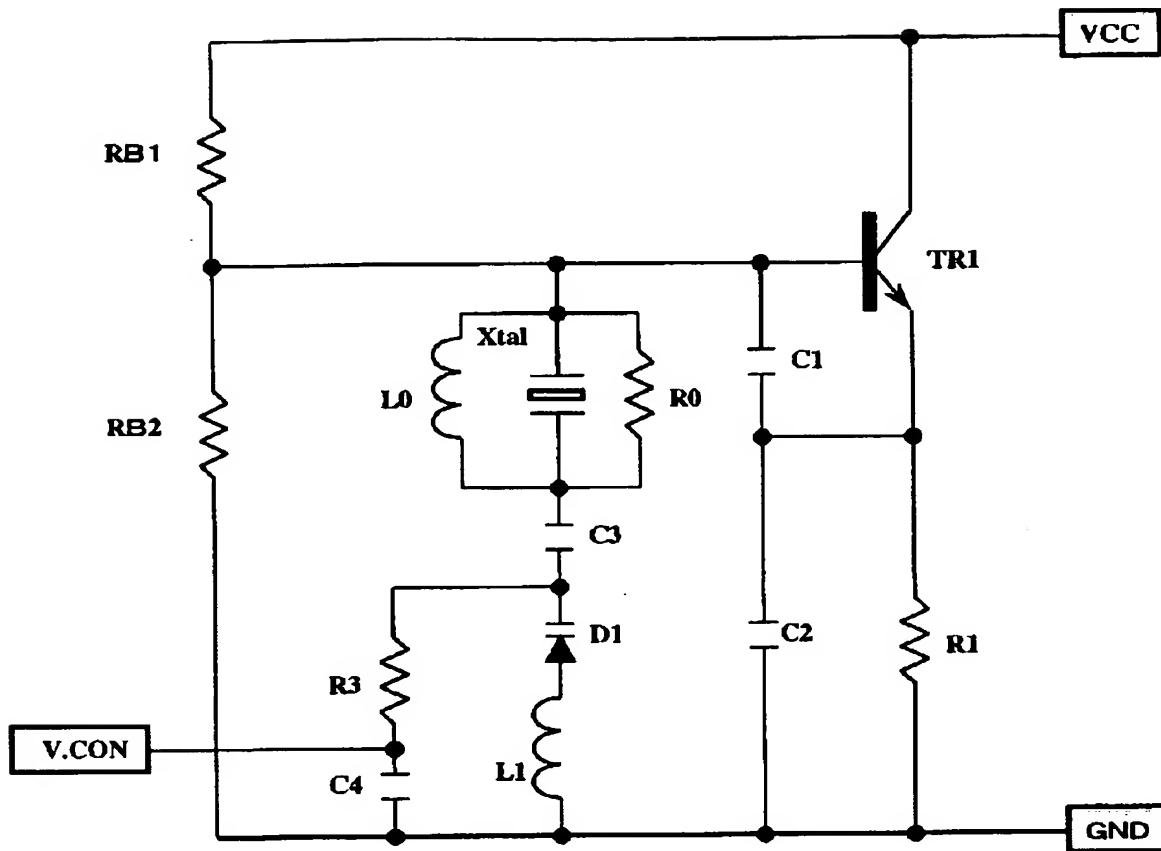
【図 16】



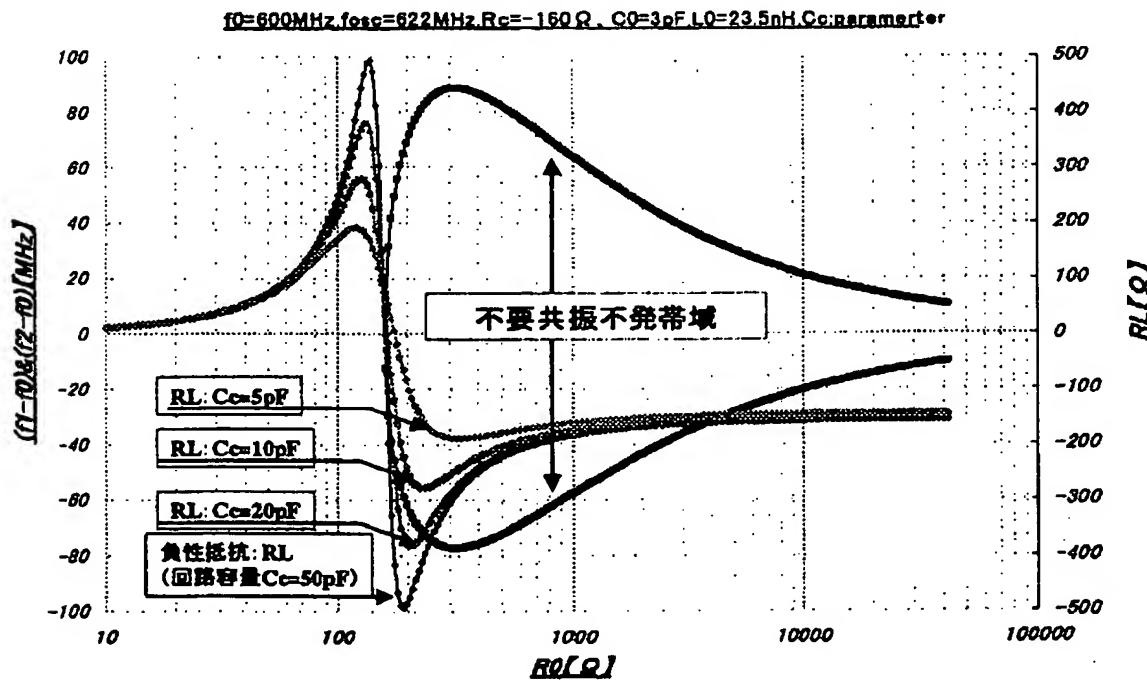
【図 17】



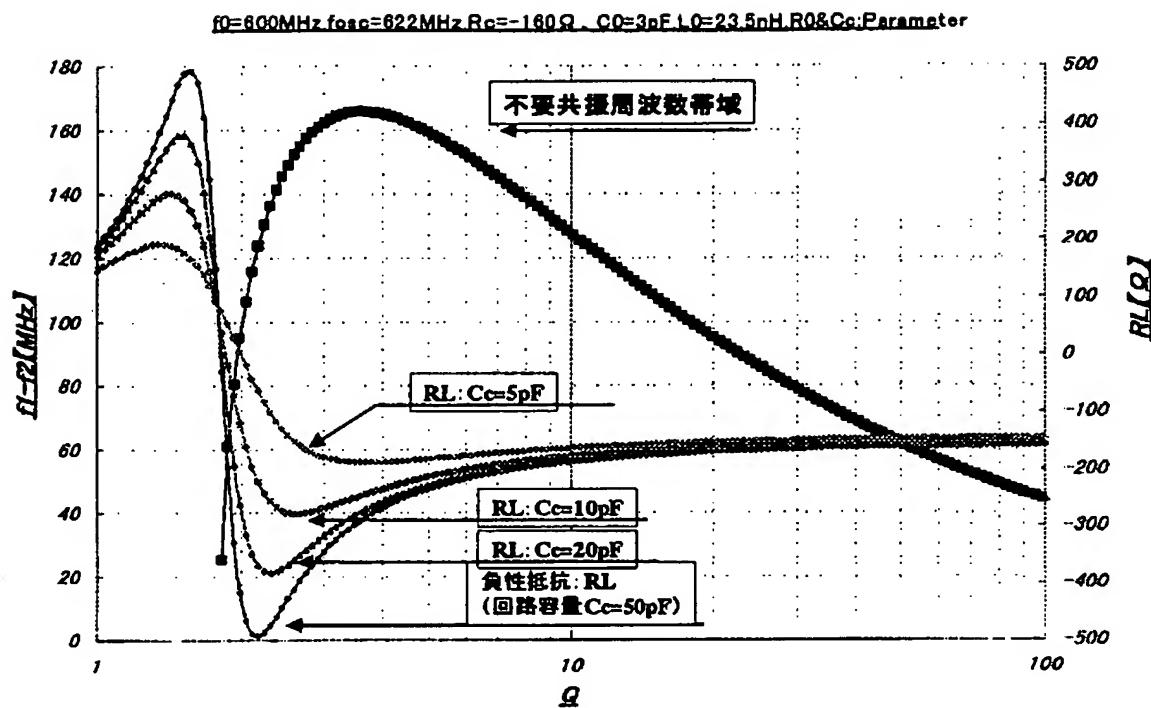
【図18】



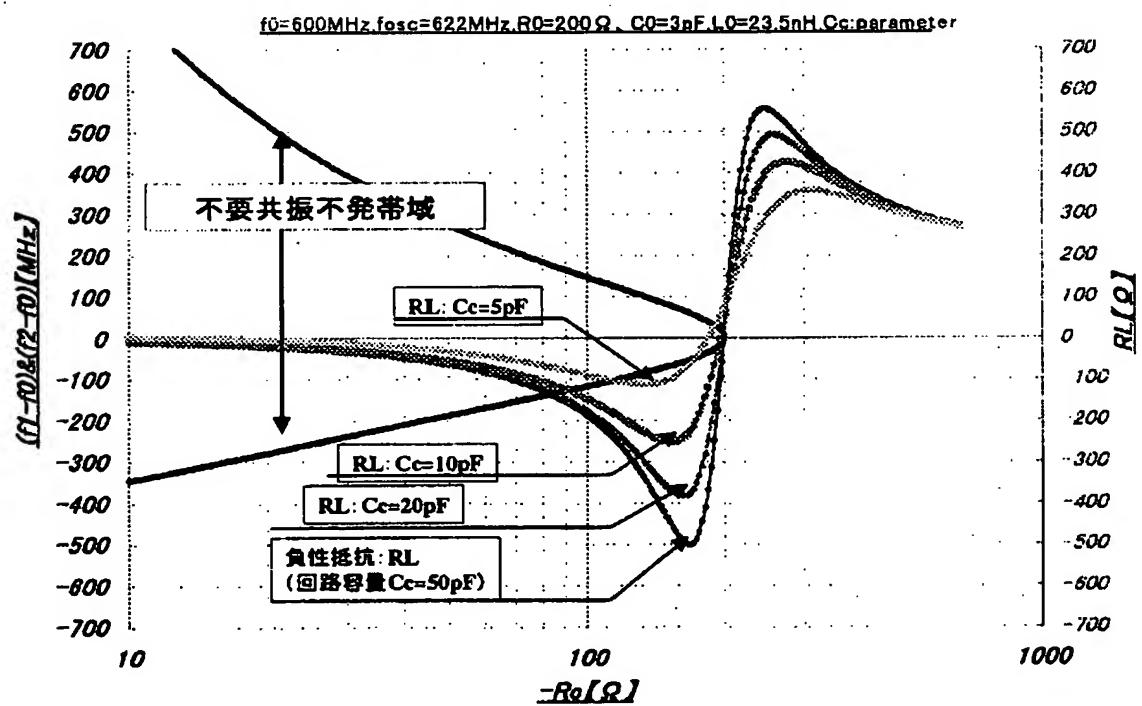
【図19】



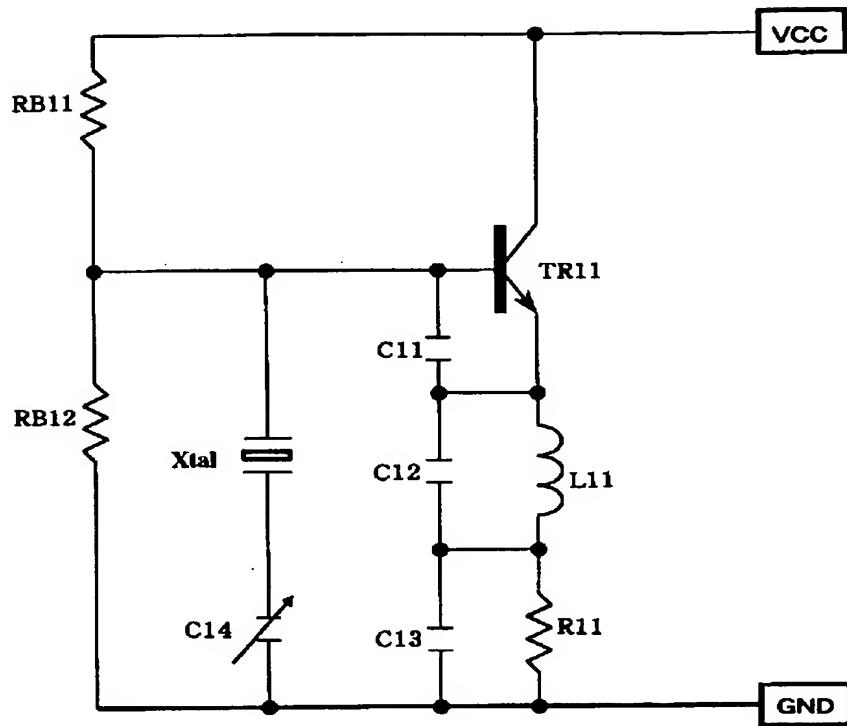
【図 20】



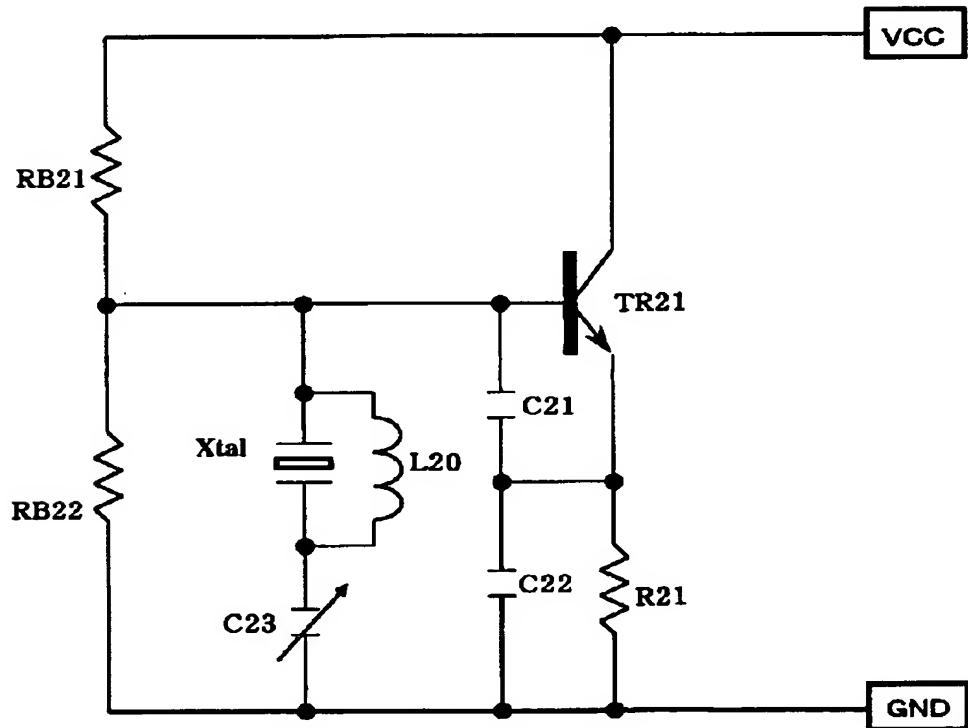
【図 21】



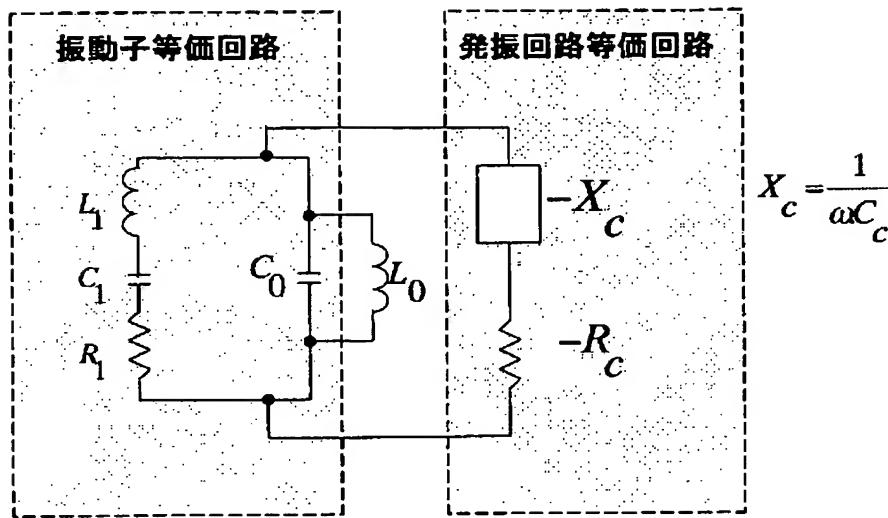
【図 2 2】



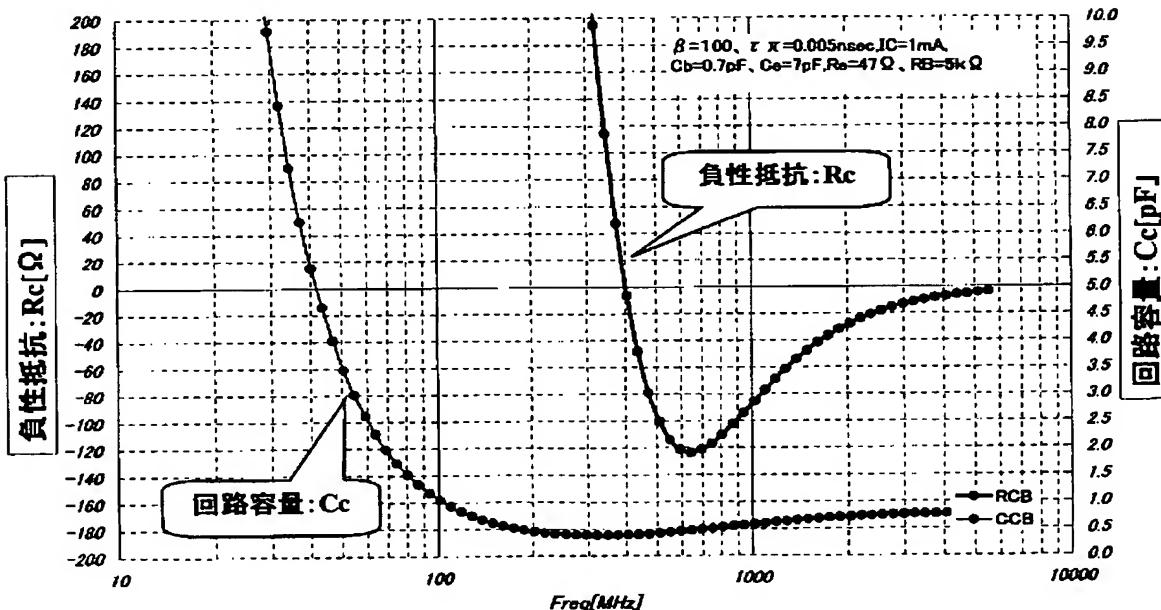
【図 2 3】



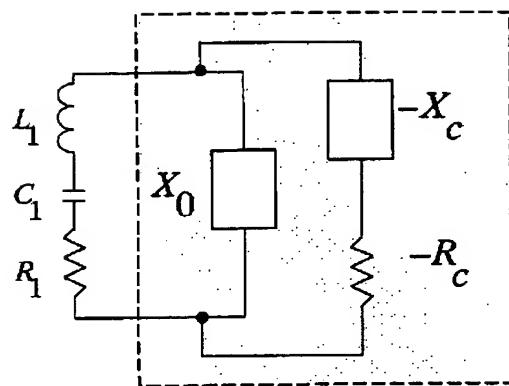
【図24】



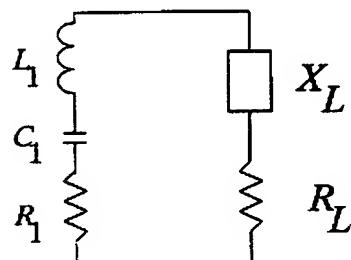
【図25】



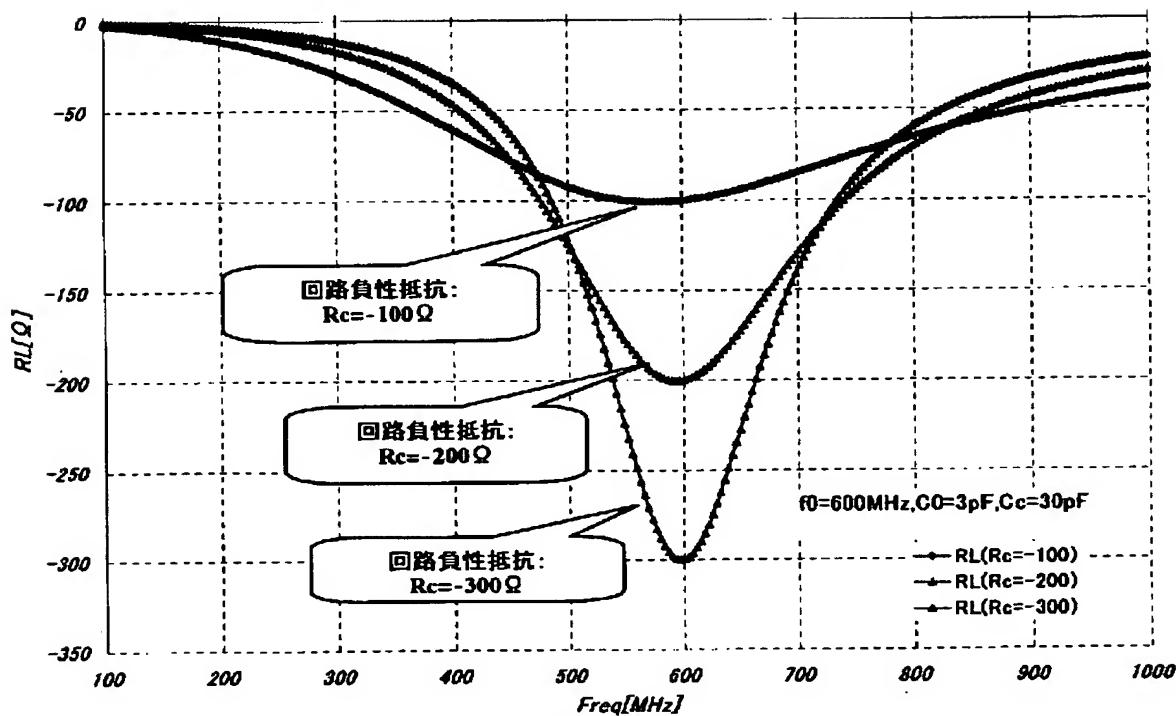
【図26】



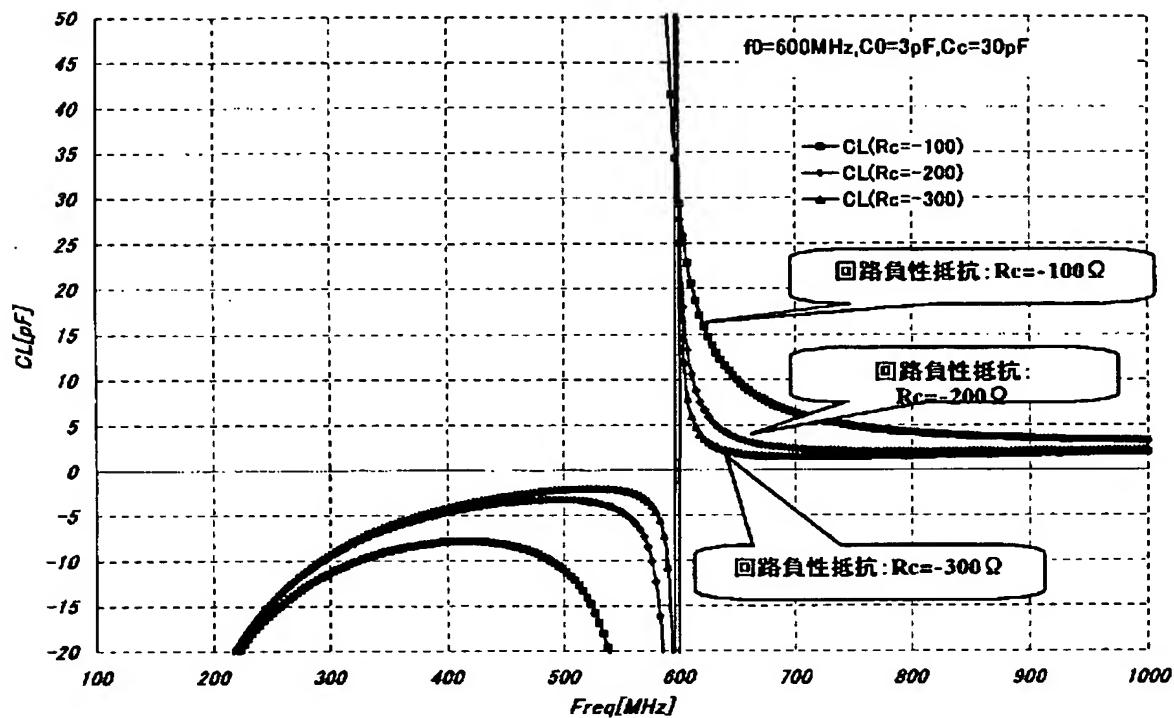
【図27】



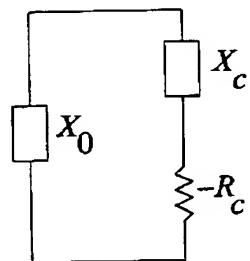
【図28】



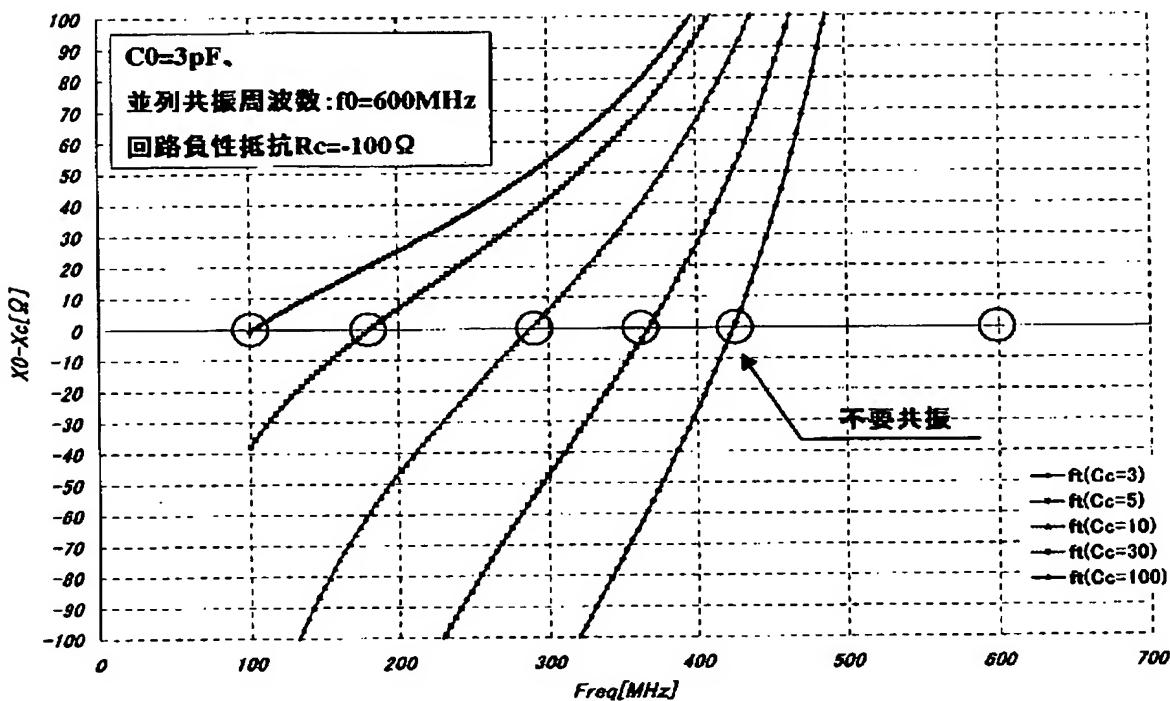
【図29】



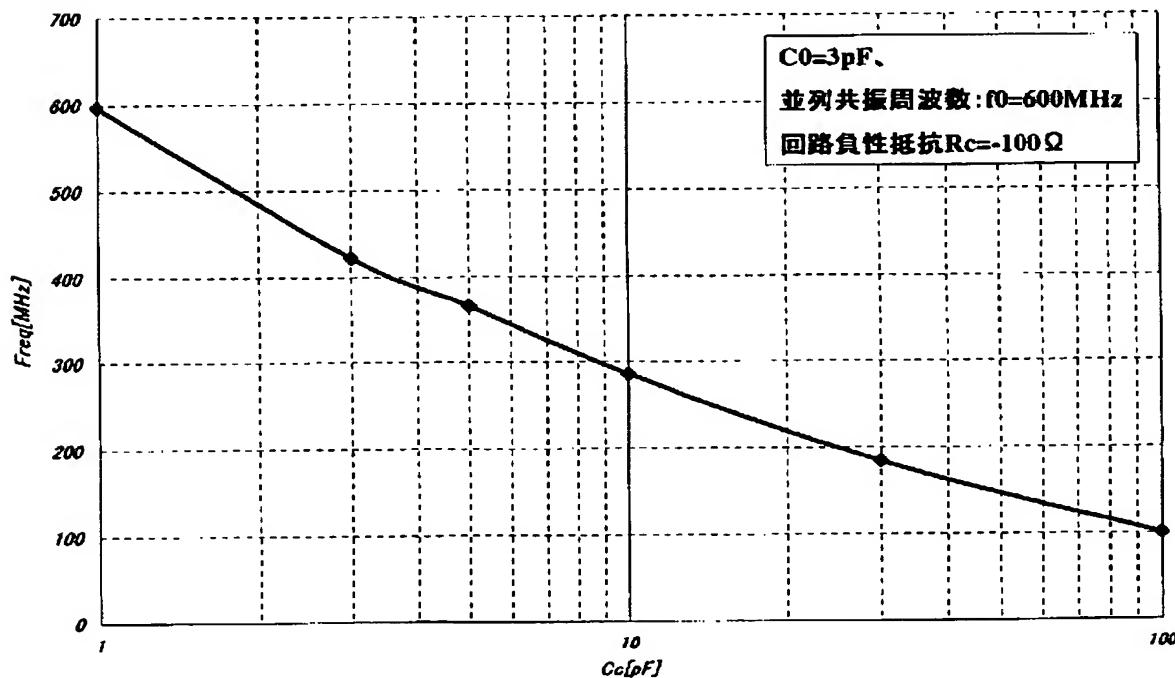
【図30】



【図 3 1】



【図 3 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高周波圧電発振器で発生する電極間容量C0の増加を低減し、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得る高周波圧電発振器を提供する。

【解決手段】 この高周波発振回路は、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサC1とC2を接続し、この接続点から発振用トランジスタTR2のエミッタに接続してエミッタ抵抗R1を介して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のベースに抵抗RB1及び抵抗RB2とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に圧電振動子XtalとインダクタL0及び抵抗R0を並列接続し、その接続点にコンデンサC3を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のコレクタと電源電圧Vccラインとを接続したものである。

【選択図】 図1

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-037517
受付番号	50300242426
書類名	特許願
担当官	第四担当上席 0093
作成日	平成15年 2月19日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

【提出日】	平成15年 2月14日
-------	-------------

次頁無

特願 2003-037517

出願人履歴情報

識別番号 [000003104]

1. 変更年月日 2002年 6月28日

[変更理由] 住所変更

住所 氏名 神奈川県川崎市幸区塚越三丁目484番地  
東洋通信機株式会社